

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-290211

(43)Date of publication of application : 27.10.1998

(51)Int.Cl.

H04J 13/04

(21)Application number : 09-075751

(71)Applicant : N T T IDO TSUSHINMO KK

(22)Date of filing : 27.03.1997

(72)Inventor : ADACHI FUMIYUKI

(30)Priority

Priority number : 08158503
09 29445Priority date : 19.06.1996
13.02.1997

Priority country : JP

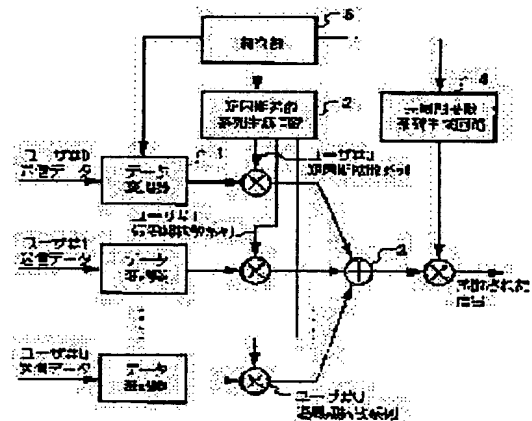
JP

(54) CDMA COMMUNICATION METHOD AND GROUP SPREAD MODULATOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To enable even a multirate user to have high transmission quality by selecting one of row vectors in a matrix having a different number of dimensions as a spread series according to the peak of the transmission rate of transmit data.

SOLUTION: Transmit data of each user are modulated by a data modulator 1 to generate a narrow-band modulated signal. Spread modulation on the modulated signal is performed with a short-cycle spread series selected by a short-cycle spread series generating circuit 2 to obtain a broadband signal, which is added by an adder 3; and the resulting signal is spread with a long-cycle spread series which is generated by a long-cycle spread series generating circuit 4 and has longer cycles than the short-cycle spread series generated, and outputted. In this case, when the spread series is selected, a matrix having a small number of dimensions is used according to a certain rule to generate matrixes of large degree ($2N \times 2N$ elements, N integer equal to or larger than 1) having mutually orthogonal row vectors in sequence, and one of row vectors of the matrixes differing in the number of dimensions is selected as a spread series according to the peak of the transmission rate of transmit data.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

12.11.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3409628

[Date of registration] 20.03.2003

[Number of appeal against examiner's decision
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平10-290211

(43)公開日 平成10年(1998)10月27日

(51)Int.Cl.⁶
H 0 4 J 13/04

識別記号

F I
H 0 4 J 13/00

G

審査請求 未請求 請求項の数21 O L (全 15 頁)

(21)出願番号 特願平9-75751

(22)出願日 平成9年(1997)3月27日

(31)優先権主張番号 特願平8-158503

(32)優先日 平8(1996)6月19日

(33)優先権主張国 日本(J P)

(31)優先権主張番号 特願平9-29445

(32)優先日 平9(1997)2月13日

(33)優先権主張国 日本(J P)

(71)出願人 392026693

エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社
東京都港区虎ノ門二丁目10番1号

(72)発明者 安達 文幸

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内

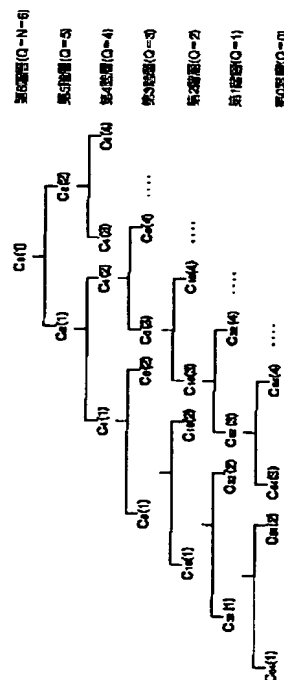
(74)代理人 弁理士 谷 義一 (外1名)

(54)【発明の名称】 CDMA通信方法およびグループ拡散変調器

(57)【要約】

【課題】 マルチレートのユーザの場合でも高い伝送品質を実現すること。

【解決手段】 例えば、 $Q=2$ として $C_{16}(1)$ 系列を用いることにする。このとき、図3の階層構造で示された $C_{16}(1)$ 系列より階層が低い系列、 $\{C_{32}(1), C_{32}(2)\}$ と $\{C_{64}(1), C_{64}(2), C_{64}(3), C_{64}(4)\}$ は $C_{16}(1)$ 系列またはその反転された系列 $\overline{C_{16}(1)}$ を含む。そこで、 2^2 倍のビークの伝送のときに用いる拡散系列は、 $C_{16}(1)$ 系列より階層が低い系列、 $\{C_{32}(1), C_{32}(2)\}$ と $\{C_{64}(1), C_{64}(2), C_{64}(3), C_{64}(4)\}$ のいずれかが既に用いられているときには、この $C_{16}(1)$ 系列を用いることはできない。このようにすると、拡散系列の生成の規則性から全ての伝送速度のユーザの拡散系列も互いに直交化させることができる。



$C_{16}(1) \sim C_{16}(16)$ は行列 C を構成する4面の行成分に列面している

【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信データをデータ変調して狭帯域変調信号を得て、それを拡散系列で広帯域信号へ拡散変調して送信するCDMA通信方法において、

拡散系列の選択に際して、ある一定の規則の基で次元数の小さいマトリックスを用いて、行ベクトルが互いに直交している次数の大きい($2^N \times 2^N$ 元、Nは整数で ≥ 1)マトリックスを逐次的に生成し、

送信データの伝送速度のピークの大きさに応じて次元数の異なるマトリックスの中の行ベクトルの1つを拡散系列として選択することを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項2】 請求項1記載のCDMA通信方法において、

前記選択は、送信データの伝送速度のピークの組をいくつかのランクに分け、

最低のピーク速度のデータ伝送時には、Nを2より大きい整数として、最大次元数が $2^N \times 2^N$ 元のマトリックスの中の行ベクトルを拡散系列(周期 2^N チップ)として選択し、

その 2^Q 倍をデータ伝送ピークとするときには、 $2^{N-Q} \times 2^{N-Q}$ 元のマトリックスの中の行ベクトルを拡散系列(周期 2^{N-Q} チップ)として選択することを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項3】 請求項2記載のCDMA通信方法において、

前記選択では、さらに、Nより小さい整数kである $2^k \times 2^k$ 元マトリックスの中の行ベクトルを拡散系列として選択するときには、kより大きい整数jの全ての $2^j \times 2^j$ 元マトリックスの中の行ベクトルの中で、すでに割り当てられているもののいずれもが選択しようとしている行ベクトルまたはそれを反転した行ベクトルを部分ベクトルとして含まないことを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項4】 請求項1記載のCDMA通信方法において、

前記選択は、最低のピーク速度の 2^Q 倍をデータ伝送速度のピークとするときには、 $2^{N-Q} \times 2^{N-Q}$ 元のマトリックスの中の行ベクトルの1つから生成される、最大次元数の $2^N \times 2^N$ 元のマトリックスの中の 2^Q 個の行ベクトルの中の1つを拡散系列として選択することを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項5】 請求項2または4記載のCDMA通信方法において、

通信の途中で、データ伝送速度が変化し、最低のピーク速度の 2^Q 倍以下となったときには、伝送速度に応じて送信時間に空きを作ることを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項6】 請求項2または4記載のCDMA通信方法において、

通信の途中で、データ伝送速度が変化し、最低のピーク

速度の 2^{P-1} 倍から 2^P 倍(PはQ以下の任意の整数)の範囲となったときには、選択された拡散系列を再割り当てすることを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項7】 請求項2または4記載のCDMA通信方法において、

さらに、最低のピーク速度の 2^{P-1} 倍から 2^P 倍の間のデータ速度のときは伝送速度に応じて送信時間に空きを作ることを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項8】 送信データをデータ変調して狭帯域変調信号を得て、それを拡散系列で広帯域信号へ拡散変調して送信するCDMA通信方法において、

拡散系列の選択に際して、ある一定の規則の基で次元数の小さいマトリックスを用いて、行ベクトルが互いに直交している次元数の大きい($2^{NR} \times 2^{N-R}$ 元、N、Rは整数で ≥ 1)マトリックスを逐次的に生成し、マトリックスの中の行ベクトルの1つを共通の第1の拡散系列として選択するか、または、他の生成法を用いて生成された直交系列の組の1つを共通の第1の拡散系列として選択するとともに、一定の規則の基で次元数の小さいマトリックスを用いて、行ベクトルが互いに直交している次元数の大きい($2^R \times 2^R$ 元)マトリックスを逐次的に生成し、マトリックスの中の行ベクトルのそれぞれを、前記第1の拡散系列の速度の 2^{NR} 分の1の速度の第2の拡散系列として選択し、

共通の第1の拡散系列とそれぞれの第2の拡散系列とを、それぞれの狭帯域変調信号へ乗算して、拡散変調することを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項9】 請求項8記載のCDMA通信方法において、

前記第2の拡散系列の選択は、送信データの伝送速度のピークの組をいくつかのランクに分け、最低のピーク速度のデータ伝送時には、Rを2より大きい整数として、最大次元数が $2^R \times 2^R$ 元のマトリックスの中の行ベクトルを拡散系列(周期 2^R チップ)として選択し、その 2^Q 倍(QはR以下の任意の整数)をデータ伝送ピークとするときには $2^{R-Q} \times 2^{R-Q}$ 元のマトリックスの中の行ベクトルの1つを第2の拡散系列として選択することを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項10】 請求項9記載のCDMA通信方法において、

前記第2拡散系列の選択は、さらに、Rより小さい整数kである $2^k \times 2^k$ 元マトリックスの中の行ベクトルを拡散系列として選択するときには、その行ベクトルを生成するkより大きい整数jの全ての $2^j \times 2^j$ 元マトリックスの中の行ベクトルの中で、すでに第2の拡散系列として割り当てられているもののいずれもが、選択しようとしている行ベクトルまたはそれを反転した行ベクトルを部分ベクトルとして含まないことを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項11】 請求項8記載のCDMA通信方法にお

いて、

前記第2拡散系列の選択は、最低のピーク速度の 2^Q 倍（ Q は R 以下の任意の整数）をデータ伝送速度のピークとするときには、 $2^{R-Q} \times 2^{R-Q}$ 元のマトリックスの中の行ベクトルの1つから生成される、最大次元数の $2^R \times 2^R$ 元のマトリックスの中の 2^Q 個の行ベクトルのうちの1つを拡散系列として選択して送信データを拡散することことを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項12】 請求項9または11記載のCDMA通信方法において、

通信の途中で、データ伝送速度が変化し、最低のピーク速度の 2^Q 倍以下となったときには、伝送速度に応じて送信時間に空きを作ることを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項13】 請求項9または11記載のCDMA通信方法において、

通信の途中で、データ伝送速度が変化し、最低のピーク速度の 2^{P-1} 倍から 2^P 倍（ P は Q 以下の任意の整数）の範囲となったときには、選択された第2の拡散系列を再割り当てすることを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項14】 請求項13記載のCDMA通信方法において、

さらに、最低のピーク速度の 2^{P-1} 倍から 2^P 倍の間のデータ速度のときは伝送速度に応じて送信時間に空きを作ることを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項15】 請求項1～14いずれか記載のCDMA通信方法において、

拡散された信号は、さらに、より長い周期の拡散系列で乗積されていることを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項16】 請求項4または11記載のCDMA通信方法における選択された拡散系列を用いて拡散された送信信号を受信して、逆拡散するCDMA通信方法において、

受信側で送信データの判定を行うとき、 2^{N-Q} チップまたは 2^{R-Q} チップ毎に行うことを特徴とするCDMA通信方法。

【請求項17】 請求項1～15いずれか記載のCDMA通信方法を用いて拡散された送信信号を作成することを特徴とする送信装置。

【請求項18】 請求項16記載のCDMA通信方法を用いて、受信信号を逆拡散することを特徴とする受信装置。

【請求項19】 3入力、1出力を構成単位とする基本変調素子を階層的に組み合わせて、複数の狭帯域変調信号を広い周波数帯域幅に拡散するグループ拡散変調器であり、

前記基本変調素子の3入力のうち2入力は変調信号であり、残りの1入力は拡散用の周期信号であり、その拡散用の信号は2つの変調信号のうちの1つに乗算され、

1段目には2の $(N-1)$ 乗個の前記基本変調素子を置

き、次段には2の $(N-2)$ 乗個の前記基本変調素子、その次は2の $(N-3)$ 乗個の前記基本変調素子というように、上位段になる毎に素子数を $1/2$ とし、各段の素子の出力を次段の変調入力とすることを繰り返して、最後の素子の出力が2の N 乗個の拡散された変調信号の和となるように、各段の各素子の拡散用の信号入力には、上位段になる毎に $1/2$ の周期とする周期信号を用いていることを特徴とするグループ拡散変調器。

【請求項20】 請求項19記載のグループ拡散変調器において、

上位段の素子の入力端子に直接、狭帯域変調信号を入力できる構成となっていることを特徴とするグループ拡散変調器。

【請求項21】 請求項19または20記載のグループ拡散変調器において、各素子を階層的に N 段接続する代わりに R 段接続し（ $R < N$ ）、最上位段の素子出力に2の $(N-R)$ 乗チップ周期の直交符号系列を乗積する構成をグループ変調器の単位とし、合計で2の $(N-R)$ 乗個のグループ変調器の出力を加算することを特徴とするグループ拡散変調器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、移動通信において符号分割多元接続（CDMA：Code Division Multiple Access）通信方法およびそれに用いるグループ拡散変調器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来、同じ長さの拡散系列、例えば K チップ（ K はマトリックス表示では次元数に相当）が用いられていた。あるいは、短周期（例えば K チップ）と長周期（例えば 2^{32} チップ）の乗積したものが使われていた。複数のユーザが通信するときには下リリンク（基地局送信）では互いに直交した短周期の拡散系列の組が用いられる。長周期拡散系列は全てのユーザに対して同じである。この理由は、CDMAでは全てのユーザが同一無線帯域を共有するので互いの干渉を最小にするためである。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】ところで、このような場合、全てのユーザは最大伝送速度が同じになってしまう。例えば、帯域幅は約1MHz程度で $K=1024$ チップの拡散系列を用いるときはピーク9.6kbpsの伝送速度となる。しかし、一般には、例えば、音声通信では8kbps程度であるが、画像伝送では64kbps以上、モデムデータ伝送では28.8kbpsというようにピーク伝送速度が異なる場合が多い。このように複数ユーザが異なる伝送速度で同一無線帯域を用いて通信する場合に、互いに直交していない周期の異なる拡散系列を用いると干渉が生じ、伝送品質が劣化するという問題があった。

【0004】そこで、本発明の目的は、干渉を生じないで異なる伝送速度（マルチレート）のCDMA通信を実現するための、拡散系列生成と選択法が得られるCDMA通信方法を提供することにある。

【0005】また、上述の拡散系列による拡散変調に適したグループ拡散変調器を提供することも本発明の目的である。

【0006】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するため、請求項1にかかる発明は、送信データをデータ変調して狭帯域変調信号を得て、それを拡散系列で広帯域信号へ拡散変調して送信するCDMA通信方法において、拡散系列の選択に際して、ある一定の規則の基で次元数の小さいマトリックスを用いて、行ベクトルが互いに直交している次元数の大きい（ $2^N \times 2^N$ 元、 N は整数で ≥ 1 ）マトリックスを逐次的に生成し、送信データの伝送速度のピークの大きさに応じて次元数の異なるマトリックスの中の行ベクトルの1つを拡散系列として選択することを特徴とする。

【0007】請求項2にかかる発明は、請求項1記載のCDMA通信方法において、前記選択は、送信データの伝送速度のピークの組をいくつかのランクに分け、最低のピーク速度のデータ伝送時には、 N を2より大きい整数として、最大次元数が $2^N \times 2^N$ 元のマトリックスの中の行ベクトルを拡散系列（周期 2^N チップ）として選択し、その 2^Q 倍をデータ伝送ピークとするときには、 $2^{N-Q} \times 2^{N-Q}$ 元のマトリックスの中の行ベクトルを拡散系列（周期 2^{N-Q} チップ）として選択することを特徴とする。

【0008】請求項3にかかる発明は、請求項2記載のCDMA通信方法において、前記選択では、さらに、 N より小さい整数 k である $2^k \times 2^k$ 元マトリックスの中の行ベクトルを拡散系列として選択するときには、 k より大きい整数 j の全ての $2^j \times 2^j$ 元マトリックスの中の行ベクトルの中で、すでに割り当てられているものは、選択しようとしている行ベクトルまたはそれを反転した行ベクトルを部分ベクトルとして含まないことを特徴とする。

【0009】請求項4にかかる発明は、請求項1記載のCDMA通信方法において、前記選択は、最低のピーク速度の 2^Q 倍をデータ伝送速度のピークとするときには、 $2^{N-Q} \times 2^{N-Q}$ 元のマトリックスの中の行ベクトルの1つから生成される、最大次元数の $2^N \times 2^N$ 元のマトリックスの中の 2^Q 個の行ベクトルの中の1つを拡散系列として選択することを特徴とする。

【0010】請求項5にかかる発明は、請求項2または4記載のCDMA通信方法において、通信の途中で、データ伝送速度が変化し、最低のピーク速度の 2^Q 倍以下となったときには、伝送速度に応じて送信時間に空きを作ることを特徴とする。

【0011】請求項6にかかる発明は、請求項2または4記載のCDMA通信方法において、通信の途中で、データ伝送速度が変化し、最低のピーク速度の 2^{P-1} 倍から 2^P 倍（ P は Q 以下の任意の整数）の範囲となったときには、選択された拡散系列を再割り当てすることを特徴とする。

【0012】請求項7にかかる発明は、請求項2または4記載のCDMA通信方法において、最低のピーク速度の 2^{P-1} 倍から 2^P 倍の間のデータ速度のときは伝送速度に応じて送信時間に空きを作ることを特徴とする。

【0013】請求項8にかかる発明は、送信データをデータ変調して狭帯域変調信号を得て、それを拡散系列で広帯域信号へ拡散変調して送信するCDMA通信方法において、拡散系列の選択に際して、ある一定の規則の基で次元数の小さいマトリックスを用いて、行ベクトルが互いに直交している次元数の大きい（ $2^{N-R} \times 2^{N-R}$ 元、 N, R は整数で ≥ 1 ）マトリックスを逐次的に生成し、マトリックスの中の行ベクトルの1つを共通の第1の拡散系列として選択するとともに、一定の規則の基で次元数の小さいマトリックスを用いて、行ベクトルが互いに直交している次元数の大きい（ $2^R \times 2^R$ 元、 R は整数で ≥ 1 ）マトリックスを逐次的に生成し、マトリックスの中の行ベクトルのそれぞれを第2の拡散系列として選択し、共通の第1の拡散系列とそれぞれの第2の拡散系列とを、それぞれの狭帯域変調信号へ乗算して、拡散変調することを特徴とする。第2の拡散系列の速度は第1のその 2^{N-R} 分の1である。また、第1の拡散系列として、直交ゴールド系列などの他の直交系列を用いることもできる。

【0014】請求項9にかかる発明は、請求項8記載のCDMA通信方法において、前記第2の拡散系列の選択は、送信データの伝送速度のピークの組をいくつかのランクに分け、最低のピーク速度のデータ伝送時には、 R を2より大きい整数として、最大次元数が $2^R \times 2^R$ 元のマトリックスの中の行ベクトルを第2の拡散系列として選択し、その 2^Q 倍をデータ伝送ピークとするときには $2^{R-Q} \times 2^{R-Q}$ 元のマトリックスの中の行ベクトルを第2の拡散系列として選択することを特徴とする。

【0015】請求項10にかかる発明は、請求項9記載のCDMA通信方法において、前記第2拡散系列の選択は、さらに、 R より小さい整数 k である $2^k \times 2^k$ 元マトリックスの中の行ベクトルを拡散系列として選択するときには、その行ベクトルを生成する k より大きい整数 j の全ての $2^j \times 2^j$ 元マトリックスの中の行ベクトルの中で、すでに第2の拡散系列として割り当てられているもののいずれもが、選択しようとしている行ベクトルまたはそれを反転した行ベクトルを部分ベクトルとして含まないことを特徴とする。

【0016】請求項11にかかる発明は、請求項8記載のCDMA通信方法において、前記第2拡散系列の選択

は、最低のピーク速度の 2^Q 倍をデータ伝送速度のピークとするときには、 $2^{R-Q} \times 2^{R-Q}$ 元のマトリックスの中の行ベクトルの1つから生成される、最大次元数の $2^R \times 2^R$ 元のマトリックスの中の 2^Q 個の行ベクトルの中の1つを拡散系列として選択して送信データを拡散することことを特徴とする。

【0017】請求項12にかかる発明は、請求項9または11記載のCDMA通信方法において、通信の途中で、データ伝送速度が変化し、最低のピーク速度の 2^Q 倍以下となったときには、伝送速度に応じて送信時間に空きを作ることを特徴とする。

【0018】請求項13にかかる発明は、請求項9または11記載のCDMA通信方法において、通信の途中で、データ伝送速度が変化し、最低のピーク速度の 2^{P-1} 倍から 2^P 倍（ P は Q 以下の任意の整数）の範囲となったときには、選択された第2の拡散系列を再割り当てすることことを特徴とする。

【0019】請求項14にかかる発明は、請求項13記載のCDMA通信方法において、さらに、最低のピーク速度の 2^{P-1} 倍から 2^P 倍の間のデータ速度のときは伝送速度に応じて送信時間に空きを作ることを特徴とする。

【0020】請求項15にかかる発明は、請求項1～14いずれか記載のCDMA通信方法において、拡散された信号は、さらに、より長い周期の拡散系列で乗積されていることを特徴とする。

【0021】請求項16にかかる発明は、請求項4または11記載のCDMA通信方法における選択された拡散系列を用いて拡散された送信信号を受信して、逆拡散するCDMA通信方法において、受信側で送信データの判定を行うとき、 2^{N-Q} チップ毎または 2^{R-Q} チップ毎に行うことを特徴とする。

【0022】請求項17にかかる発明は、請求項1～15いずれか記載のCDMA通信方法を用いて拡散された送信信号を作成することことを特徴とする。

【0023】請求項18にかかる発明は、請求項17記載のCDMA通信方法を用いて、受信信号を逆拡散することことを特徴とする。

【0024】請求項19にかかる発明は、3入力、1出力を構成単位とする基本変調素子を階層的に組み合わせ、複数の狭帯域変調信号を広い周波数帯域幅に拡散するグループ拡散変調器であり、前記基本変調素子の3入力のうち2入力は変調信号であり、残りの1入力は拡散用の周期信号であり、その拡散用の信号は2つの変調信号のうちの1つに乗算され、1段目には2の $(N-1)$ 乗個の前記基本変調素子を置き、次段には2の $(N-2)$ 乗個の前記基本変調素子、その次は2の $(N-3)$ 乗個の前記基本変調素子というように、上位段になる毎に素子数を $1/2$ とし、各段の素子の出力を次段の変調入力とすることを繰り返して、最後の素子の出力が2の

N 乗個の拡散された変調信号の和となるように、各段の各素子の拡散用の信号入力には、上位段になる毎に $1/2$ の周期とする周期信号を用いていることを特徴とする。

【0025】請求項20にかかる発明は、請求項19記載のグループ拡散変調器において、上位段の素子の入力端子に直接、狭帯域変調信号を入力できる構成となっていることを特徴とする。

【0026】請求項21にかかる発明は、請求項19または20記載のグループ拡散変調器において、各素子を階層的に N 段接続する代わりに R 段接続し（ $R < N$ ）、最上位段の素子出力に2の $(N-R)$ 乗チップ周期の直交符号系列を乗積する構成をグループ変調器の単位とし、合計で2の $(N-R)$ 乗個のグループ変調器の出力を加算することことを特徴とする。

【0027】

【発明の実施の形態】図1は送信側のブロック図、図2、図3は本発明の拡散系列生成法と割り当て方法を図式化したものである。図1に示すように、各ユーザの送信データは、データ変調器1で変調して狭帯域変調信号を得る。これを短周期拡散系列生成回路2で後述のようにして選択した短周期拡散系列で広帯域信号に拡散変調し、加算器3で加算後、長周期拡散系列生成回路4で生成した前記短周期拡散系列より長い周期の長周期拡散系列で拡散し、出力する。5は制御部であって、データ変調器1、短周期拡散系列生成回路2、長周期拡散系列生成回路4を制御する。

【0028】拡散系列は図2のように一定の規則の基で生成される。図2において、行列 C_2 は $C_2(1) = (1, 1)$ 、 $C_2(2) = (1, 0)$ で構成されている。 $/C_2(1)$ 、 $/C_2(2)$ は1と0とを逆にした $/C_2(1) = (0, 0)$ 、 $/C_2(2) = (1, 0)$ を意味している。このようにして、 C_{2n} は、図2に図示したように定義される。ここに示した例で生成されるマトリックスの行ベクトルはウォルシュ関数になる。

【0029】これを階層構造で記述したのが図3である。記号 C の添字は行列の次数である。最大次数が64の場合で示してある。このことは、短周期拡散系列のチップ長は64チップであることを示す。従って、 $N=6$ であり、図の右欄には各階層に対応する Q の値が示してある。さて、最低のランクのピーク伝送速度のとき64個の行ベクトル $\{C_{64}(1), \dots, C_{64}(64)\}$ の中の1つを拡散系列として割り当てる。最低ランクのピーク伝送速度を9.6 kbpsとする。この2倍の速度では32個の行ベクトル $\{C_{32}(1), \dots, C_{32}(32)\}$ の中の1つを拡散系列として割り当てる。 2^Q 倍のピークのときには

【0030】

【外1】

2^{6-Q} 個の行ベクトル $\{C_{2^{6-Q}}(1), \dots, C_{2^{6-Q}}(2^{6-Q})\}$

【0031】

2^{6-Q} 個の行ベクトル $\{C_{2^{6-Q}}(1), \dots, C_{2^{6-Q}}(2^{6-Q})\}$

の中の1つを拡散系列として割り当てる。

【0032】例えば、 $Q=2$ として $C_{16}(1)$ 系列を用いることにする。このとき、図3の階層構造で示された $C_{16}(1)$ 系列より階層が低い行ベクトル（以下では系列と呼ぶ）、 $\{C_{32}(1), C_{32}(2)\}$ と $\{C_{64}(1), C_{64}(2), C_{64}(3), C_{64}(4)\}$ は $C_{16}(1)$ 系列またはその反転された系列 $/C_{16}(1)$

($/$ は反転を意味する)を含む。そこで、 2^2 倍のピークの伝送のときに用いる拡散系列は、 $C_{16}(1)$ 系列より階層が低い系列、 $\{C_{32}(1), C_{32}(2)\}$ と $\{C_{64}(1), C_{64}(2), C_{64}(3), C_{64}(4)\}$ のいずれかが既に用いられているときには、この $C_{16}(1)$ 系列を用いることはできない。このように、異なるピーク伝送速度に対して、それに対応する拡散系列より階層が低い系列のいずれもが使われないように、拡散系列を選択する。このようにすると、拡散系列の生成の規則性から全ての伝送速度のユーザの拡散系列も互いに直交化させることができる。

【0033】図4は受信側のブロック図である。受信信号は、長周期拡散系列生成回路11で選択された長周期拡散系列で逆拡散され、短周期拡散系列生成回路12で選択された短周期拡散系列で逆拡散され、積分放電フィルタ13を通った後、データ判定回路14でデータ判定され受信データとして出力される。15は制御部であって、データ判定回路14の出力に基づいて、長周期拡散系列生成回路11、短周期拡散系列生成回路12に対して拡散系列選択のために必要なデータを供給し、クロック発生器17の出力を Q 分周器16に入力し、積分放電フィルタ13の積分放電タイミングを供給する。

【0034】さて、最低のピーク速度の 2^Q 倍をデータ伝送速度のピークとするときには、 $2^{N-Q} \times 2^{N-Q}$ 元のマトリックスの中の行ベクトルの1つから生成される、最大次元数の $2^N \times 2^N$ 元のマトリックスの中の 2^Q 個の行ベクトルの中の1つを拡散系列として選択する場合の受信側の逆拡散法を説明する。

【0035】上記の一例として、最低ピーク速度の $2^Q=4$ 倍($Q=2$)の速度のときの受信側の逆拡散法を説明する。送信側の拡散系列は $C_{16}(1)$ ではなく、それを部分系列として含む $\{C_{64}(1), C_{64}(2), C_{64}(3), C_{64}(4)\}$ の中のいずれか1つ、例えば $C_{64}(2)$ を用いる。従って、系列周期は64チップであるが、送信データ1ビット当りのチップ数は16チップである。このとき、他のユーザに対して $\{C_{64}(1), C_{64}(3), C_{64}(4)\}$ を用いることはできない。受信側では拡散系列 $C_{64}(2)$ を用いて逆拡散するが、16

チップ毎に受信データを判定する。 $C_{64}(2)$ は16チップ毎に規則的に $C_{16}(1)$ とその反転された系列 $/C_{16}(1)$ を繰り返すので、送信データをまちがいに判定できる。このようにすれば、伝送速度が異なっても、拡散系列はあたかも最低ピーク伝送時のままであるかのごとく使うことができる。ただし、図3で示した階層図において、割り当てる拡散系列 $C_{64}(2)$ を第2階層($Q=2$)まで上り、到達した系列に属する最下層の拡散系列 $\{C_{64}\}$ のいずれも他のユーザに用いることはできない。

【0036】CDMAの通信の途中で、データ伝送速度が最低のピーク速度の 2^Q 倍より低くなったとき、伝送速度に応じて送信時間に空きを作ることを説明する。この1例である基地局と移動局の無線送信データ系列を図5に示す。送信するデータを一定時間(1フレーム時間という)ごとにまとめ、現在のデータ伝送速度にかかわらず、データ伝送速度のピークに相当する R ビット/秒のフレームデータに変換して、拡散系列と乗積する(すなわち拡散する)。 R は最低のピーク速度の 2^Q 倍(Q は N 以下の任意の整数)であり、現在の伝送速度が $R \times C$ ($C \leq 1$)のときは、1フレーム内の送信データ数がピーク時の C 倍となるので、送信時間率を C とする。このように、送信時間率を調整することによって、通信の途中でデータ伝送速度が変化しても常に、無線伝送速度を一定のまま(すなわちピーク速度 R のまま)とする。 $Q=2$ の場合について拡散系列の割当て法について、図3を用いて説明する。データ伝送速度のピークが最低ピークの $2^Q=4$ 倍であるので、 $C_{16}(1)$ が割り当てられたものとする。通信の途中でデータ伝送速度が変化しても、拡散系列は変えずに、常に16チップ毎に送信データを判定する。このように、一旦データ伝送速度のピークが決定されると、通信の途中でデータ伝送速度が変化しても同一の拡散系列を用い続けることになるので、送信時間率 C がゼロに近くなる場合がある。

【0037】一方、データ伝送速度が低下したときには、それに応じて拡散系列をピーク時の拡散系列の下階層の拡散系列を再割当てすることも可能である。データ伝送速度が最低のピーク速度の 2^{P-1} 倍から 2^P 倍(P は Q 以下の任意の整数)の範囲にあるときの送信時間率 C は最低でも50%である。 $Q=2$ の場合について拡散系列の割当て法を説明する。まず、図3に示したように、 $C_{16}(1)$ が割り当てられているものとする。通信の途中で伝送速度が変化し、ピークの $1/2$ 以下になると $C_{16}(1)$ の1つ下層に位置する $\{C_{32}(1), C_{32}(2)\}$ の中の1つを再割当てする。ピークの $1/4$

以下になるとさらに1つ下層に位置する $\{C_{64}(1), C_{64}(2), C_{64}(3), C_{64}(4)\}$ の中の1つを再割当てする。

【0038】一方、拡散系列を割り当てるときには、最初から最下層の $\{C_{64}(1), C_{64}(2), C_{64}(3), C_{64}(4)\}$ の中の1つを割り当てる。この場合、通信の途中で伝送速度が変化しても、ピークの $1/2$ 以下にならないときは、送信時間率を調整して伝送する。この場合は、送信時間に空きができることになる。受信側でこの系列を用いて逆拡散するときには、ピークの $1/2$ 以下になると32チップ毎に送信データを判定し、ピークの $1/4$ 以下になると64チップ毎に送信データを判定するように、送信データの判定周期を変える。

【0039】上記で説明した木構造の拡散符号生成と1対1に対応したグループ拡散変調器の構成を以下で説明する。

【0040】図6は、グループ拡散変調器の基本構成単位である3入力、1出力の基本変調素子を示す。図6に示す基本変調素子の構成において、2つの入力端子61および62には変調信号、1つの入力端子63は拡散用の信号を入力し、2つの変調信号入力のうち的一方（端子62からの信号）は、乗算素子65において拡散用信号で乗算される構成になっている。端子61からの変調信号と乗算された端子62からの信号は、加算素子64により加算されて出力端子66から出力される。

【0041】図7は、図6に示した基本変調素子60を用いて、階層的にN段接続したグループ拡散変調器を示す。図7の構成において、チャンネル数は2のN乗個である。さて、図7に示すグループ変調器の第1段には2の $(N-1)$ 乗個の素子が置かれ、段が1段上がるにつれて素子数は $1/2$ になる。各段の拡散用信号入力は周期的矩形信号であり、第1段目はクロック周波数 f_c の2のN乗分の1の周波数、第2段目は2の $(N-1)$ 乗分の1の周波数というように、段数が1段上がる毎に周波数は2倍になる。なお、クロック周波数 f_c はチップレートに等しい。最上位段（第N段）の基本変調素子に入力される拡散用信号周波数は f_c の $1/2$ である。図8には、各段における周期的矩形信号の関係を示している。

【0042】図7の構成においては、上述の全てのチャンネルのデータレートが同一の場合の変調を行うことができる。この場合、拡散系列の速度（チップレート f_c ）と狭帯域変調信号の変調速度（シンボルレート）との比は2のN乗である。例えば、チップレートが $f_c = 4.096 \text{ Mcps}$ で、 $N=6$ のときは、シンボルレートは $4.096 \text{ Mcps} / 64 = 64 \text{ kシンボル/秒}$ になる。このときのチャンネル数は2のN乗 $= 64$ チャンネルとなる。

【0043】図9は、上述の図3に示した木構造の拡散

符号によるマルチレートに対応した変調が行える変調器の構成を示している。

【0044】図9に示した変調器は、図7の構成に加えて、上位段の素子の入力端子に直接、狭帯域変調信号を入力できる構成としている。このため、各基本変調素子2つの入力の両方にそれぞれ入力を切り替えるためのスイッチが設けられている。シンボルレートが2倍のチャンネルの変調信号の場合は、2段目の素子の2つの入力のうちでそのチャンネルを含む入力端子に直接、入力することができる。4倍なら3段目の素子の2つの入力のうちでそのチャンネルを含む入力端子に直接、入力する。2のp乗倍のシンボルレートの変調信号の場合には、 $p+1$ 段目の素子の2つの入力のうちでそのチャンネルを含む入力端子に直接、入力する。

【0045】これは、上述の図3に示した木構造の拡散符号系列の生成と、厳密に1対1に対応した拡散変調になっている。

【0046】図10は、図7より少ない基本変調素子を用いて構成したグループ変調器を示す。図10において、基本変調素子をR段接続する（ $R < N$ ）。そして、最上位段の素子出力に2の $(N-R)$ 乗チップ周期の直交符号系列を乗積する構成をグループ変調器の単位としている。最終的に、合計で2の $(N-R)$ 乗個のグループ変調器の出力を加算する構成を示している。図10に示した構成は、 $N=6, R=3$ の場合である。

【0047】図10の構成において、図7に示すような各素子を階層的にN段接続する代わりに、R段接続している（ $R < N$ ）しており、最上位段の素子出力に2の $(N-R)$ 乗チップの周期の直交拡散符号系列を、乗算器103により乗積している。これをグループ変調器単位102として、合計で2の $(N-R)$ 乗個のグループ変調器を用い、これらの出力を加算器101により加算して、最終的に2のN乗個のチャンネルを拡散変調した信号を得ている。

【0048】このようにして、チャンネル数の少ないグループ拡散変調器を複数個並列に用いて、よりチャンネル数の多いグループ拡散変調器に拡張することができる。

【0049】また、図10に示した構成においても、上述の図3に示したマルチレートに対応した木構造の拡散符号による変調が行える変調器の構成とすることができる。このため、上位段の素子の入力端子に直接、狭帯域変調信号を入力できる構成とすることができるように、図9に示したように、各基本変調素子の入力端子にスイッチを設ける必要がある。この構成により、マルチレートに対応した木構造の拡散符号による変調が行える変調器の構成とすることができる。

【0050】図11は、図10の点線部に相当する 2^R チャンネル・グループ変調器の別の構成を示している。図11において、 2^R チャンネルのユーザ・データは、各データ変調器112に入力し、狭帯域変調信号を得る。デ

ータ変調器112からの 2^R のデータ変調信号出力は、それぞれ直交周期拡散系列生成回路114からの各拡散系列と乗算器116により乗算されたあと、加算器117により合成される。その後、図10と同様にの $2^{(N-R)}$ チップ周期の拡散符号を乗算される。このとき、各変調信号の出力に乗算される拡散系列について、以下に詳しく説明する。

【0051】図11に示した拡散変調は、直交符号を2段階で乗算している。低速直交周期拡散系列生成回路114で生成される拡散符号は、拡散チップレートの $1/(2^{(N-R)})$ の速度であり、Walsh関数となる。

【0052】低速直交周期拡散系列生成回路114で生成される拡散系列を図12および図13を用いて説明する。

【0053】図12において、行列 $D_i = 1$ であり、隣接する行列 D 間の関係については、図示されている通りである。この様に関係づけられている行列の行ベクトルから、低速直交周期拡散系列が生成される。

【0054】この行ベクトルと拡散系列との時間関係の1例が、図13に示されている。図13に示されている例は、 $N=6$ 、 $R=3$ の場合である。これで分かるように、この低速直交周期拡散系列は、よく知られているWalsh関数である。

【0055】また、 $2^{(N-R)}$ チップ周期の直交符号は、図2、図3で説明した次元数の小さいマトリックスから次元数の大きいマトリックスを生成して得られる。そのマトリックスの行ベクトルの1つか他の直交系列の組み（例えば直交ゴールド系列の組）の中の1つである。このようにして、拡散変調のための拡散系列を得ることができる。

【0056】低速の直交周期信号生成において、これで生成される拡散系列は、図3のような階層構造を有していることは明らかである。この階層構造において、上述のように、下位階層があるユーザに使用されていると、その階層を用いることができないことは同様である。

【0057】また、図5で説明したように、データ伝送の最低のピーク速度が変化しても、低速の直交周期信号生成において、拡散系列を変えずに送信時間に空きを作るように制御することもできる。

【0058】また、データ伝送速度が $1/2$ 以上低下したとき、それに応じて、低速の直交周期信号生成における拡散系列を再割り当てするように制御することも可能である。

【0059】図11～図13で説明した拡散変調は、上述の図面図6～図10で説明したグループ変調器を用いて変調することが可能である。

【0060】

【発明の効果】以上説明したように、本発明は、マルチレートのユーザの場合であっても互いに直交化させることができるので、高い伝送品質を実現することができ

る。

【0061】また、木構造の直交拡散符号による変調器を、単純な構成の素子を階層的に多段接続することで構成でき、LSI化に適した構成である。そして、木構造の直交拡散符号生成と1対1に対応した変調器であるので、マルチレートの場合の拡散変調制御を簡単に行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の送信側のブロック図である。

【図2】拡散系列の生成規則を示す図である。

【図3】拡散系列の階層構造を示す図である。

【図4】受信側のブロック図である。

【図5】基地局と移動局の無線送信データ系列を示す図である。

【図6】基本変調素子の構成を示すブロック図である。

【図7】2のN乗個のチャンネルを拡散する拡散変調器の構成を示すブロック図である。

【図8】各段の基本変調素子に入力される拡散用信号を示す波形図である。

【図9】伝送レートが異なるチャンネルを拡散する拡散変調器の構成を示すブロック図である。

【図10】2のN乗個のチャンネルを拡散する拡散変調器の他の構成を示すブロック図である。

【図11】本発明の送信側の他の構成のブロック図である。

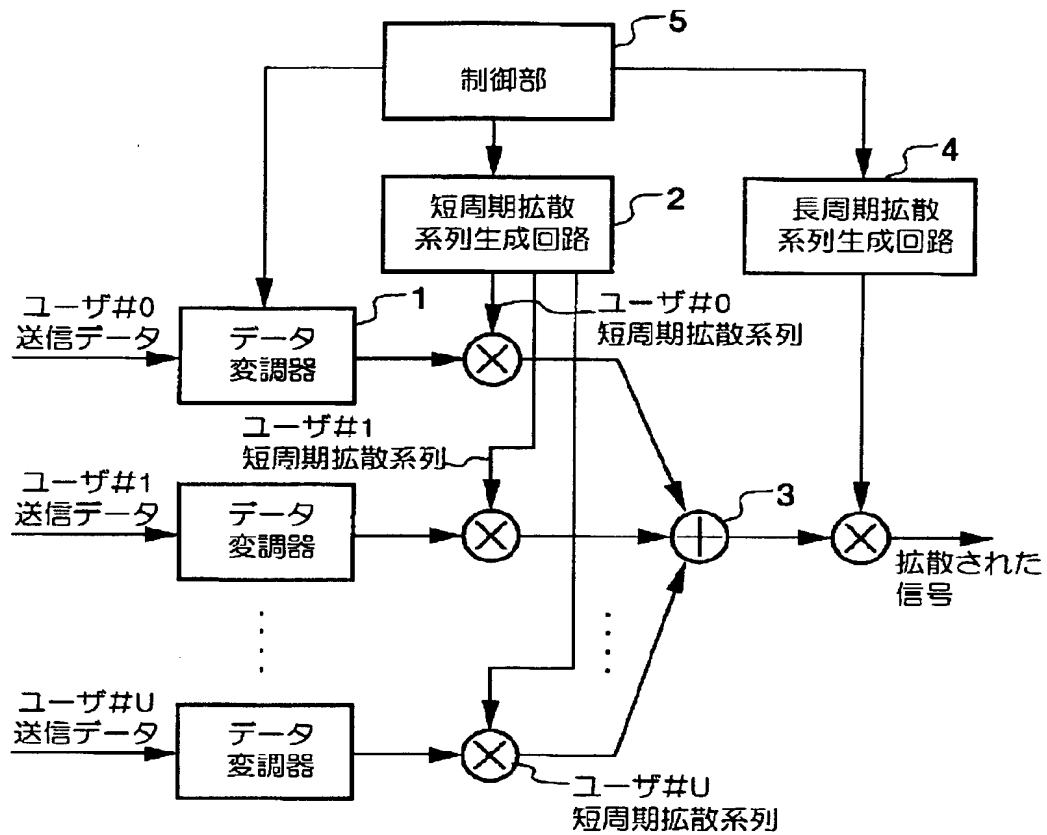
【図12】拡散系列の生成規則を示す図である。

【図13】行ベクトルと拡散符号系列との時間関係を示す図である。

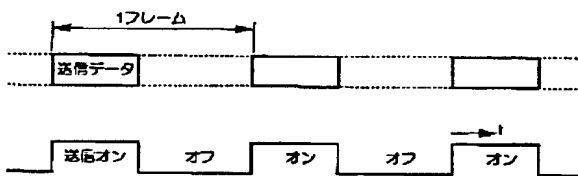
【符号の説明】

- 1 データ変調器
- 2 短周期拡散系列生成回路
- 3 加算器
- 4 長周期拡散系列生成回路
- 5 制御部
- 60 基本変調素子
- 61, 62 変調信号入力端子
- 63 拡散用信号入力端子
- 64 加算器
- 65 乗算器
- 66 出力端子
- 101 加算器
- 102 グループ拡散変調器単位
- 103 乗算器
- 112 データ変調器
- 114 低速直交周期拡散系列生成回路
- 115 2^{N-R} 周期の直交拡散符号生成回路
- 116 乗算器
- 117 加算器
- 118 乗算器

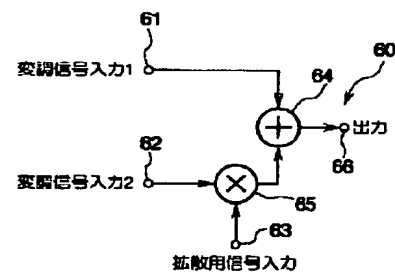
【図1】



【図5】



【図6】



【図12】

$$D_{2^R} = \begin{pmatrix} d_{2^R}(1) \\ d_{2^R}(2) \\ \vdots \\ d_{2^R}(2^R) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \begin{matrix} d_{2^{R-1}}(1) & d_{2^{R-1}}(1) \\ d_{2^{R-1}}(1) & \bar{d}_{2^{R-1}}(1) \end{matrix} \\ \vdots \\ \begin{matrix} d_{2^{R-1}}(2^{R-1}) & d_{2^{R-1}}(2^{R-1}) \\ d_{2^{R-1}}(2^{R-1}) & \bar{d}_{2^{R-1}}(2^{R-1}) \end{matrix} \end{pmatrix}$$

ここで $D_1 = 1$

注 $\bar{d}_a(b)$ は $d_a(b)$ の1,0反転

【図2】

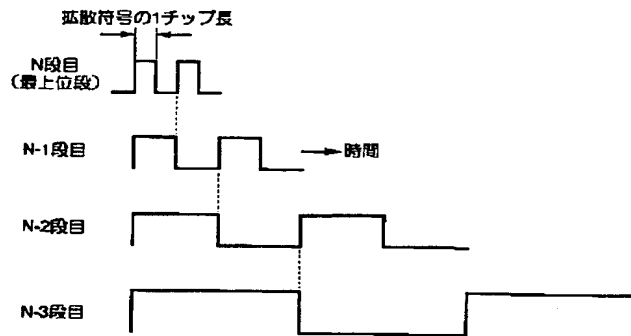
$$C_2 = \begin{pmatrix} C_2(1) \\ C_2(2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$C_4 = \begin{pmatrix} C_4(1) \\ C_4(2) \\ C_4(3) \\ C_4(4) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_2(1) & C_2(1) \\ C_2(1) & \overline{C_2(1)} \\ \hline C_2(2) & C_2(2) \\ C_2(2) & \overline{C_2(2)} \end{pmatrix}$$

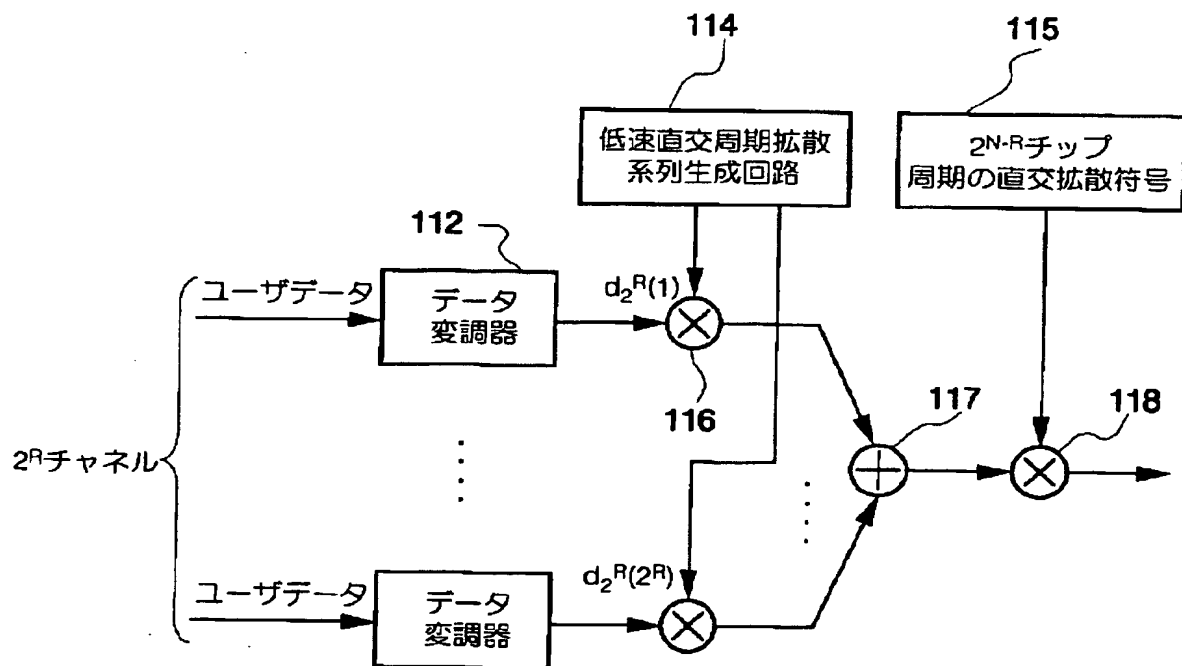
$$C_{2n} = \begin{pmatrix} C_{2n}(1) \\ \vdots \\ C_{2n}(2n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_n(1) & C_n(1) \\ C_n(1) & \overline{C_n(1)} \\ \vdots & \vdots \\ \hline C_n(n) & C_n(n) \\ C_n(n) & \overline{C_n(n)} \end{pmatrix}$$

注) $\overline{C_a(b)}$ は $C_a(b)$ の1,0反転

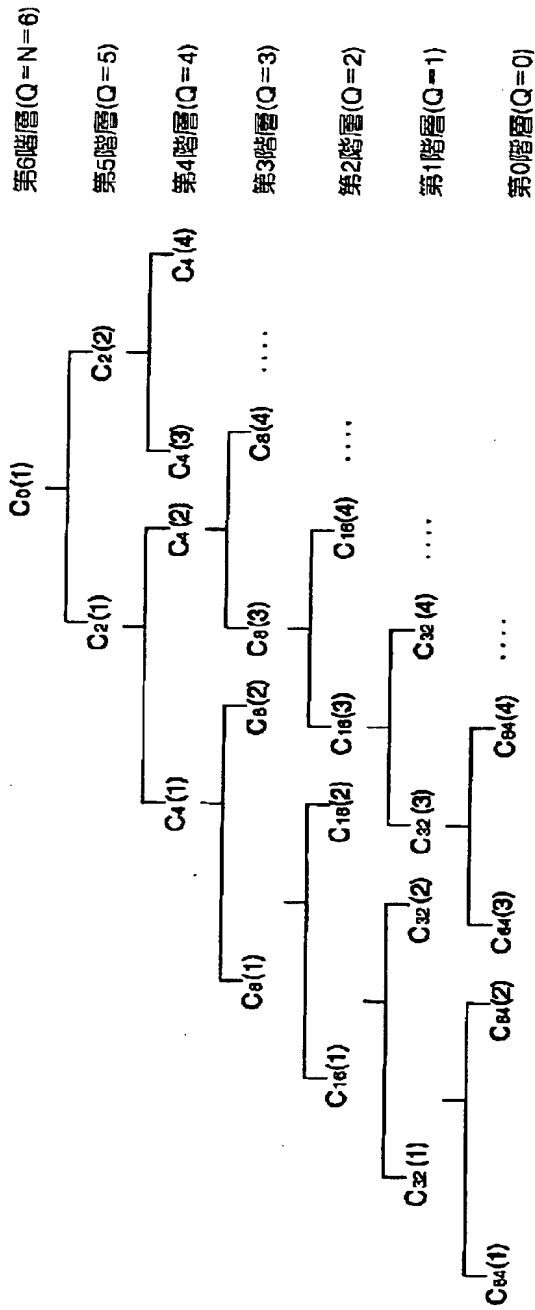
【図8】



【図11】

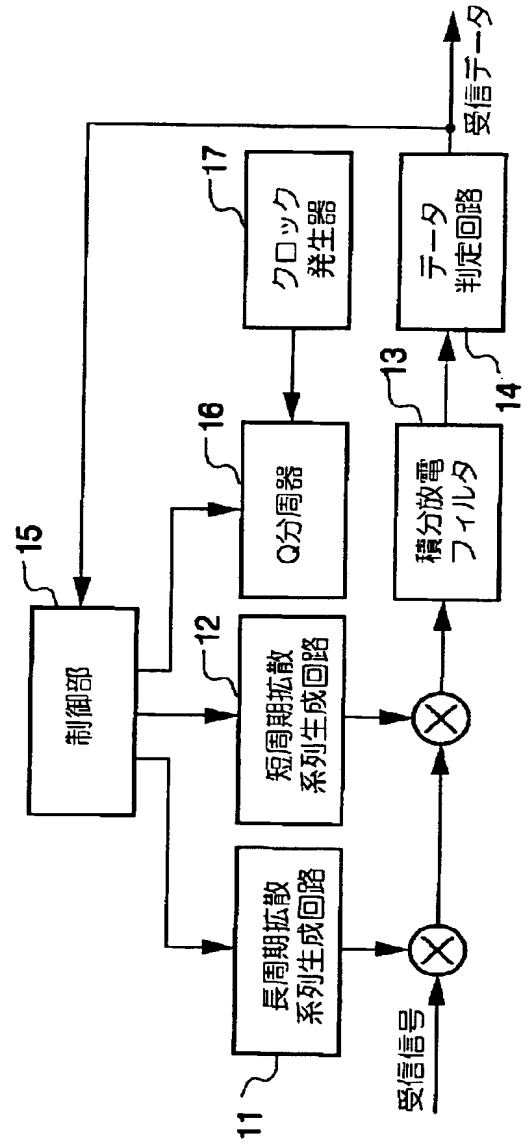


【図3】

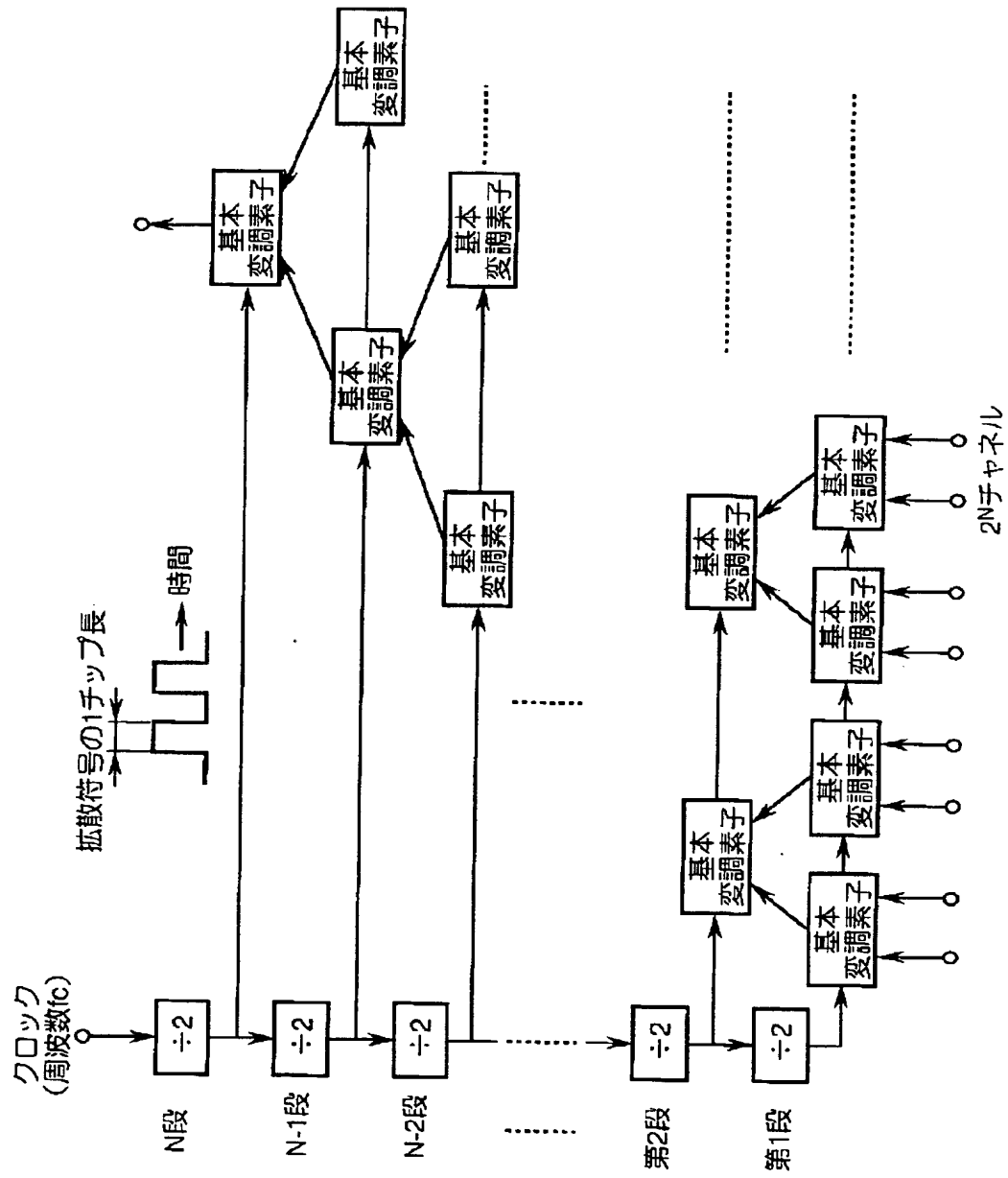


$C_n(1) \sim C_n(n)$ は行列 C_n を構成する n 個の行成分に対応している

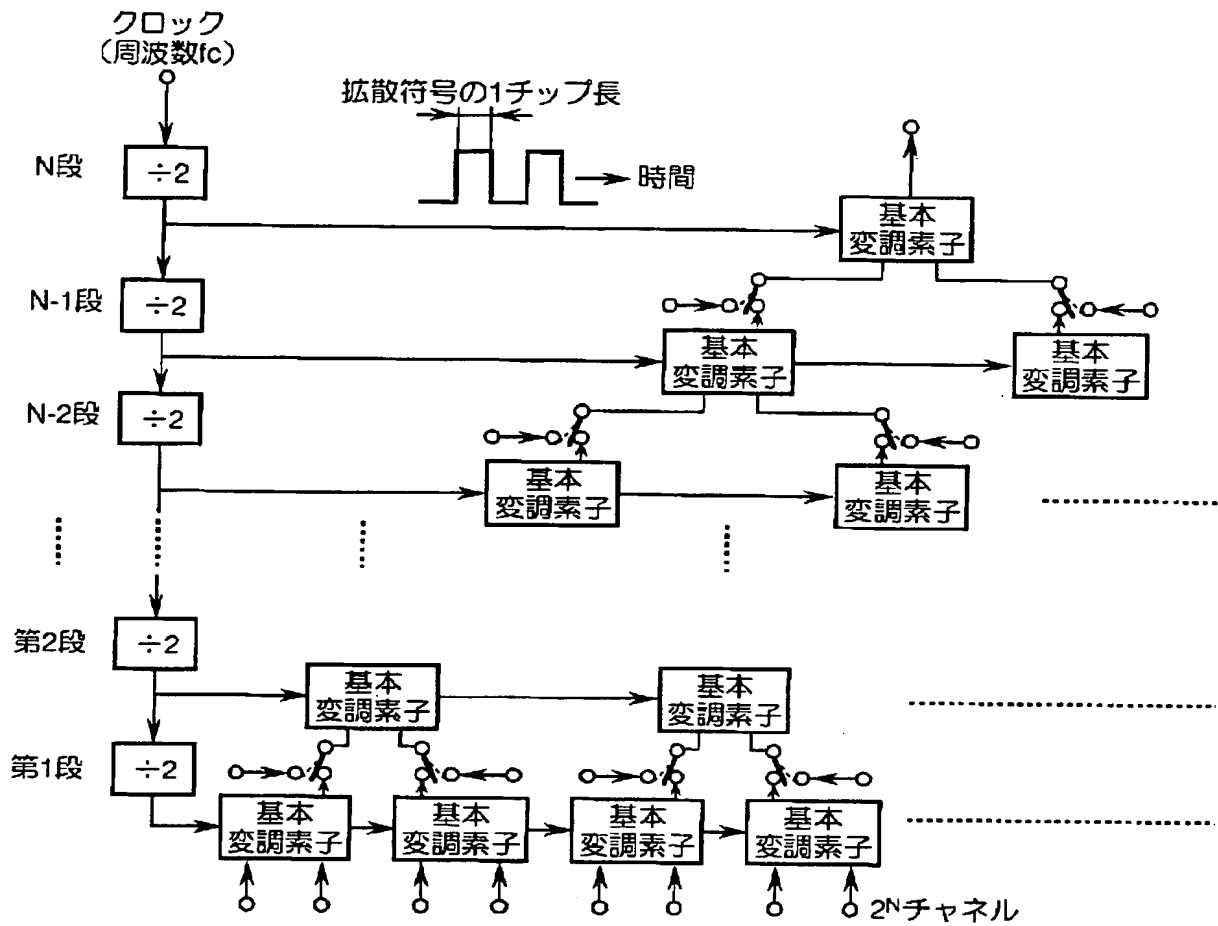
【図4】



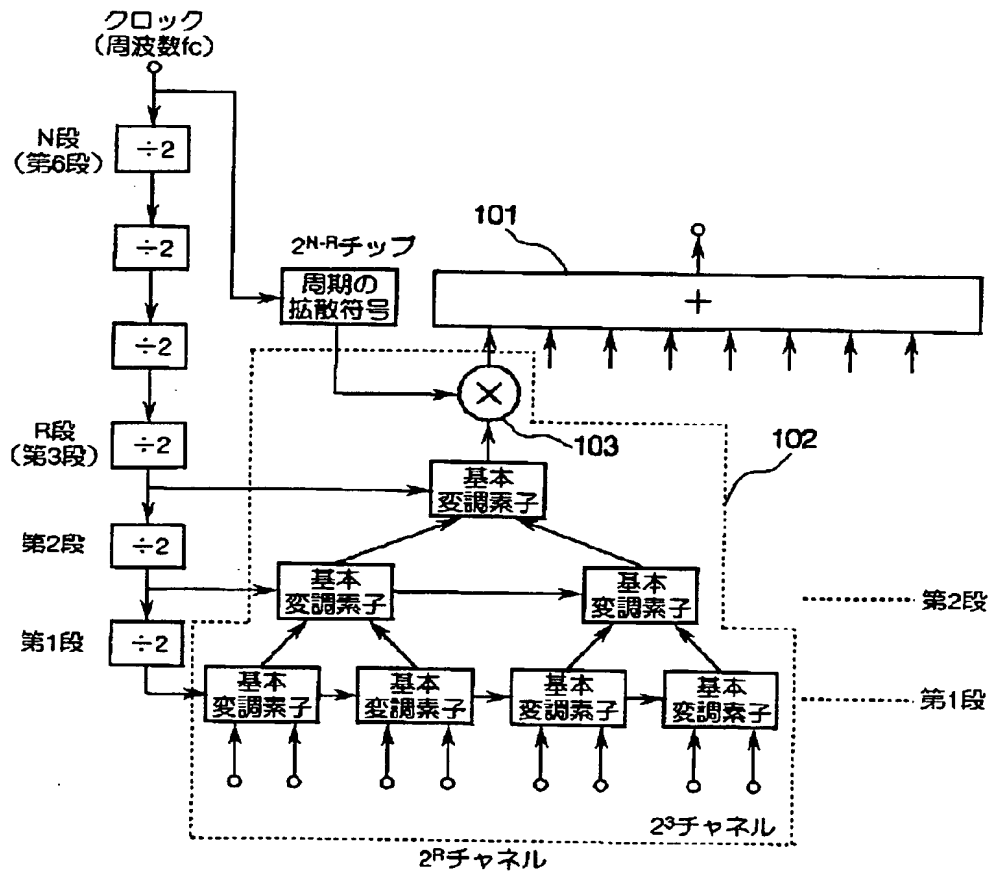
【図7】



【図9】



【図10】



【図13】

